

EUROPEAN PATENT OFFICE

Patent Abstracts of Japan

PUBLICATION NUMBER : 2001187578
PUBLICATION DATE : 10-07-01

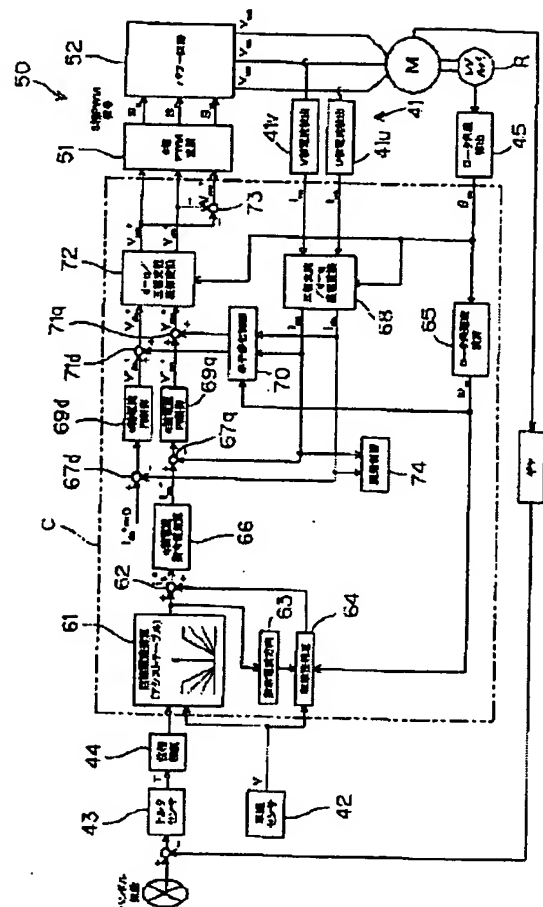
APPLICATION DATE : 28-12-99
APPLICATION NUMBER : 11374269

APPLICANT : KOYO SEIKO CO LTD;

INVENTOR : SAKAMAKI MASAHIKO;

INT.CL. : B62D 5/04 H02P 21/00

TITLE : MOTOR CONTROL DEVICE FOR
MOTOR-DRIVEN POWER STEERING



ABSTRACT : PROBLEM TO BE SOLVED: To provide a motor control device for a motor-driven power steering capable of improving a feeling of steering.

SOLUTION: The current command value I_a^* set on the basis of vehicle speed V , steering torque T , and the like is supplied to a q-axis current command value computing part 66. The q-axis current command value computing part 66 sets the q-axis current command value $I_{q_a}^*$ in a d-q coordinate system by operation on the basis of the current command value I_a^* , whereas the d-axis current command value $I_{d_a}^*$ is set to zero. A motor M is then feedback- controlled on the basis of each deviation between the d-axis current command value $I_{d_a}^*$ and q-axis current command value $I_{q_a}^*$ of the d-q coordinate system and a d-axis current I_{d_a} and a q-axis current I_{q_a} obtained by the three-phase alternating current/d-q coordinate transformation of an output signal of a motor current detecting circuit 41.

COPYRIGHT: (C)2001,JPO

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号
特開2001-187578
(P2001-187578A)

(43) 公開日 平成13年7月10日 (2001.7.10)

(51) Int.Cl. ⁷	識別記号	F I	デ-マコ-ト* (参考)
B 6 2 D 5/04		B 6 2 D 5/04	3 D 0 3 3
H 0 2 P 21/00		H 0 2 P 5/408	A 5 H 5 7 6

審査請求 未請求 請求項の数 3 O L (全 11 頁)

(21) 出願番号 特願平11-374269

(22) 出願日 平成11年12月28日 (1999. 12. 28)

(71) 出願人 000001247

光洋精工株式会社

大阪府大阪市中央区南船場3丁目5番8号

(72) 発明者 酒巻 正彦

大阪市中央区南船場三丁目5番8号 光洋
精工株式会社内

(74) 代理人 100075155

弁理士 亀井 弘勝 (外2名)

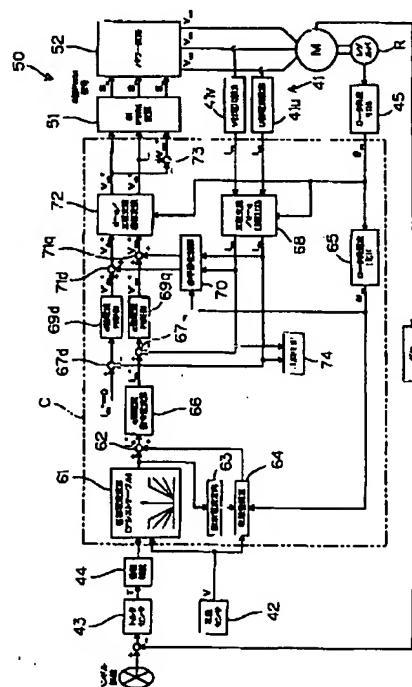
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 電動パワーステアリング装置のためのモータ制御装置

(57) 【要約】

【課題】 操舵フィーリングを向上できる電動パワーステアリング装置のためのモータ制御装置を提供する。

【解決手段】 車速Vや操舵トルクTなどに基づいて設定された電流指令値 I_a^* は、q軸電流指令値演算部66に与えられるようになっている。q軸電流指令値演算部66は、電流指令値 I_a^* に基づいて、d-q座標系におけるq軸電流指令値 i_{qa}^* を演算により設定する。一方、d軸電流指令値 i_{da}^* は零に設定される。そして、このd-q座標系のd軸電流指令値 i_{da}^* およびq軸電流指令値 i_{qa}^* と、モータ電流検出回路41の出力信号を三相交流/d-q座標変換して得られるd軸電流 i_{da} およびq軸電流 i_{qa} との各偏差に基づいて、モータMがフィードバック制御される。



【特許請求の範囲】

【請求項1】電動モータが発生するトルクをステアリング機構に与えて操舵補助を行う電動パワーステアリング装置のためのモータ制御装置であって、前記電動モータに与えるべき電流である電流指令値を設定する電流指令値設定手段と、この電流指令値設定手段により設定される電流指令値に基づいて、 $d-q$ 座標系の d 軸電流指令値および q 軸電流指令値を設定する $d-q$ 指令値設定手段と、この $d-q$ 指令値設定手段により設定される d 軸電流指令値および q 軸電流指令値に基づいて、前記電動モータに印加される電圧を制御する電圧制御手段とを含むことを特徴とする、電動パワーステアリング装置のためのモータ制御装置。

【請求項2】前記電動パワーステアリング装置のためのモータ制御装置は、前記電動モータに実際に流れる三相交流電流を検出する電流検出手段と、この電流検出手段によって検出される三相交流電流を $d-q$ 座標系の d 軸電流および q 軸電流に変換する三相交流/ $d-q$ 座標変換手段とをさらに含み、前記電圧制御手段は、前記 $d-q$ 指令値設定手段により設定される d 軸電流指令値および q 軸電流指令値、ならびに前記三相交流/ $d-q$ 座標変換手段から出力される d 軸電流および q 軸電流に基づいて、前記電動モータに印加される電圧をフィードバック制御するものであることを特徴とする請求項1記載の電動パワーステアリング装置のためのモータ制御装置。

【請求項3】前記三相交流/ $d-q$ 座標変換手段から出力される d 軸電流および q 軸電流に基づいて、制御系に異常が生じているか否かを判断する異常判断手段をさらに含むことを特徴とする請求項2記載の電動パワーステアリング装置のためのモータ制御装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】この発明は、電動モータが発生するトルクをステアリング機構に与えて操舵補助を行う電動パワーステアリング装置のためのモータ制御装置に関する。

【0002】

【従来の技術】従来から、たとえば三相ブラシレスモータなどの電動モータが発生するトルクをステアリング機構に伝達し、これにより操舵の補助を行う電動パワーステアリング装置が知られている。このような電動パワーステアリング装置のためのモータ制御装置の構成は、図4に示されている。このモータ制御装置は、ハンドルに加えられた操舵トルクなどに基づいて定められる電流指令値 i^* （実効値）を、モータMのロータの角度 θ_{re} に基づいて三相交流座標系のベクトルであるU相電流指令値 i_{ua}^* およびV相電流指令値 i_{va}^* に変換する三相交流座標変換部91を備えている。上記ロータ角度 θ_{re} は、

モータMに関連して設けられたレゾルバRの出力信号に基づいてロータ角度検出回路92により検出される。

【0003】U相電流指令値 i_{ua}^* およびV相電流指令値 i_{va}^* は、それぞれ減算部93u、93vに入力される。これらの減算部93u、93vには、それぞれモータMのU相に実際に流れる電流であるU相電流 i_{ua} を検出するためのU相電流検出回路94uおよびV相に実際に流れる電流であるV相電流 i_{va} を検出するためのV相電流検出回路94vの出力が与えられるようになっている。したがって、減算部93u、93vからは、それぞれU相電流 i_{ua} のU相電流指令値 i_{ua}^* に対する偏差およびV相電流 i_{va} のV相電流指令値 i_{va}^* に対する偏差が出力されることになる。

【0004】この減算部93u、93vから出力される偏差は、それぞれU相電流PI（比例積分）制御部95uおよびV相電流PI制御部95vに与えられる。また、U相電流PI制御部95uおよびV相電流PI制御部95vには、ロータ角度 θ_{re} の変化率であるロータ角速度 ω_{re} に基づいてPIゲイン補正部96により設定された補正ゲインが入力されている。U相電流PI制御部95uおよびV相電流PI制御部95vは、減算部93u、93vから入力される偏差およびPIゲイン補正部96から入力される補正ゲインに基づいて、それぞれU相電圧指令値 V_{ua}^* およびV相電圧指令値 V_{va}^* を求め

る。【0005】なお、上記ロータ角速度 ω_{re} は、ロータ角度検出回路92で検出されたロータ角度 θ_{re} に基づいてロータ角速度演算部97により求められる。U相電圧指令値 V_{ua}^* およびV相電圧指令値 V_{va}^* は、3相PWM変調部98に入力される。また、U相電圧指令値 V_{ua}^* およびV相電圧指令値 V_{va}^* は、W相電圧指令値算出部99にも入力されるようになっている。W相電圧指令値算出部99は、零からU相電圧指令値 V_{ua}^* およびV相電圧指令値 V_{va}^* を減算することによりW相電圧指令値 V_{wa}^* を求め、この算出したW相電圧指令値 V_{wa}^* を3相PWM変調部98に与える。すなわち、3相PWM変調部98には、U相電圧指令値 V_{ua}^* 、V相電圧指令値 V_{va}^* およびW相電圧指令値 V_{wa}^* が入力されることになる。

【0006】3相PWM変調部98は、それぞれU相電圧指令値 V_{ua}^* 、V相電圧指令値 V_{va}^* およびW相電圧指令値 V_{wa}^* に対応したPWM信号 S_u 、 S_v 、 S_w を作成し、その作成したPWM信号 S_u 、 S_v 、 S_w をパワー回路Pに向けて出力する。これにより、パワー回路PからモータMのU相、V相およびW相に、それぞれPWM信号 S_u 、 S_v 、 S_w に応じた電圧 V_{ua} 、 V_{va} 、 V_{wa} が印加され、モータMから操舵補助に必要なトルクが発生される。

【0007】

【発明が解決しようとする課題】U相電流指令値 i_{ua}^* およびV相電流指令値 i_{va}^* は、いずれも、ロータ角度

θ_{re} の変化に従って正弦波状に変動する。また、U相電流 i_{ua} および V相電流 i_{va} は、ロータ角度 θ_{re} の変化に従って正弦波状に変動する正弦波電流である。そのため、モータ M の回転速度が大きくなると、U相電流 i_{ua} および V相電流 i_{va} の変化がそれぞれ U相電流指令値 i_{ua}^* および V相電流指令値 i_{va}^* の変動に追従できず、U相電流 i_{ua} と U相電流指令値 i_{ua}^* との間、および V相電流 i_{va} と V相電流指令値 i_{va}^* との間に位相ずれを生じるおそれがある。このような位相ずれが生じると、モータ M から適切な大きさのトルクが発生されないために、操舵補助の応答性やハンドルの収斂性の悪化を招き、操舵フィーリングが損なわれるおそれがある。

【0008】また、従来のモータ制御装置が有する他の問題として、電流指令値 i^* が零であるにもかかわらずモータ M に電流が流れるオフセットなどの異常の検出が困難であるといったことがあった。すなわち、U相電流 i_{ua} および V相電流 i_{va} は、正弦波電流であるから、ロータ角度 θ_{re} によって零となる瞬間（ゼロクロス）がある。したがって、オフセットの有無を正確に検出するには、上記ゼロクロスを避けて U相電流 i_{ua} および V相電流 i_{va} を取得するためにロータ角度 θ_{re} を常にモニタしておくか、取得した U相電流 i_{ua} および V相電流 i_{va} からモータ M に流れる電流の実効値を演算する必要があった。

【0009】そこで、この発明の目的は、操舵フィーリングを向上できる電動パワーステアリング装置のためのモータ制御装置を提供することである。また、この発明の他の目的は、オフセットなどの異常を容易に検出できる電動パワーステアリング装置のためのモータ制御装置を提供することである。

【0010】

【課題を解決するための手段および発明の効果】上記の目的を達成するための請求項 1 記載の発明は、電動モータ (M) が発生するトルクをステアリング機構 (1) に与えて操舵補助を行う電動パワーステアリング装置のためのモータ制御装置 (C) であって、前記電動モータに与えるべき電流である電流指令値 (i_a^*) を設定する電流指令値設定手段 (61, 62) と、この電流指令値設定手段により設定される電流指令値に基づいて、d-q 座標系の d 軸電流指令値 (i_{da}^*) および q 軸電流指令値 (i_{qa}^*) を設定する d-q 指令値設定手段 (66) と、この d-q 指令値設定手段により設定される d 軸電流指令値および q 軸電流指令値に基づいて、前記電動モータに印加される電圧を制御する電圧制御手段とを含むことを特徴とする、電動パワーステアリング装置のためのモータ制御装置である。

【0011】なお、括弧内の英数字は、後述の実施形態における対応構成要素等を表す。以下、この項において同じである。この発明によれば、電流指令値設定手段によって設定された電流指令値に基づいて、d-q 座標系

の d 軸電流指令値および q 軸電流指令値が設定され、その設定された d 軸電流指令値および q 軸電流指令値に基づいてモータが制御されるようになっている。d-q 座標系の電流指令値である d 軸電流指令値および q 軸電流指令値は、モータのロータ角度とは無関係な直流量である。したがって、三相交流座標系の電流指令値に基づいてモータを制御する従来装置とは異なり、モータの出力トルクが、電流指令値とモータに実際に流れる電流との位相ずれのためにダウンするといったことがない。ゆえに、従来と比較して、操舵補助の応答性やハンドルの収斂性の向上を図ることができ、操舵フィーリングを格段に向上できる。

【0012】なお、請求項 2 に記載のように、前記電動パワーステアリング装置のためのモータ制御装置は、前記電動モータに実際に流れる三相交流電流を検出する電流検出手段 (41, 41u, 41v) と、この電流検出手段によって検出される三相交流電流を d-q 座標系の d 軸電流 (i_{da}) および q 軸電流 (i_{qa}) に変換する三相交流/d-q 座標変換手段 (68) とをさらに含み、前記電圧制御手段は、前記 d-q 指令値設定手段により設定される d 軸電流指令値および q 軸電流指令値、ならびに前記三相交流/d-q 座標変換手段から出力される d 軸電流および q 軸電流に基づいて、前記電動モータに印加される電圧をフィードバック制御するものであることが好ましい。

【0013】また、前記電圧制御手段は、前記 d-q 指令値設定手段により設定される d 軸電流指令値と前記三相交流/d-q 座標変換手段から出力される d 軸電流との偏差を求める d 軸偏差演算手段 (67d) と、この d 軸偏差演算手段により求められる偏差に基づいて、d-q 座標系の d 軸電圧指令値 (V_{da}^*) を設定する d 軸電圧指令値設定手段 (69d, 71d) と、前記 d-q 指令値設定手段により設定される q 軸電流指令値と前記三相交流/d-q 座標変換手段から出力される q 軸電流との偏差を求める q 軸偏差演算手段 (67q) と、この q 軸偏差演算手段により求められる偏差に基づいて、d-q 座標系の q 軸電圧指令値 (V_{qa}^*) を設定する q 軸電圧指令値設定手段 (69q, 71q) とをさらに含むことが好ましい。

【0014】さらに、前記電動パワーステアリング装置のためのモータ制御装置は、前記電動モータに生じる速度起電圧を求める速度起電圧演算手段 (70) をさらに含み、前記 d 軸電圧指令値設定手段および q 軸電圧指令値設定手段は、それぞれ前記速度起電圧演算手段により求められる速度起電圧を考慮して d 軸電圧指令値および q 軸電圧指令値を設定するものであることがより好ましく、この場合、速度起電圧の影響による電動モータの出力ダウンを回避でき、操舵フィーリングのさらなる向上を図ることができる。

【0015】請求項 3 記載の発明は、前記三相交流/d

— q 座標変換手段から出力される d 軸電流および q 軸電流に基づいて、制御系に異常が生じているか否かを判断する異常判断手段(74)をさらに含むことを特徴とする請求項2記載の電動パワーステアリング装置のためのモータ制御装置である。この発明によれば、異常判断手段は、三相交流/ $d-q$ 座標変換手段から出力される d 軸電流および q 軸電流に基づいて異常が生じているか否かを判断する。 d 軸電流および q 軸電流は、ロータ角度とは無関係な直流量であるから、異常判断手段は、ロータ角度と無関係に d 軸電流および q 軸電流を取得し、その取得した d 軸電流および q 軸電流に基づいて異常の有無を判断できる。これにより、ロータの角度を常にモニタする必要などがなく、異常判断のための処理を簡素化することができる。

【0016】

【発明の実施の形態】以下では、この発明の実施の形態を、添付図面を参照して詳細に説明する。図1は、この発明の一実施形態に係る電動パワーステアリング装置の電気的構成をステアリング機構の断面構造とともに示すブロック図である。ステアリング機構1は、車幅方向に沿って配置されたラック11と、このラック11にギアボックス17内において啮合するピニオン部を先端に有するピニオン軸12と、ラック11の両端に回転自在に結合されたタイロッド13と、このタイロッド13の先端に回転自在に結合されたナックルアーム14とを備えている。ナックルアーム14は、キングピン15まわりに回転自在に設けられており、このナックルアーム14に操舵輪16が取り付けられている。

【0017】ピニオン軸12の基端部は、ユニバーサルジョイントを介してステアリング軸に結合されており、このステアリング軸の一端には、ハンドル(ステアリングホイール)が固定されている。この構成により、ハンドルを回転させることによって、ラック11がその長手方向に変位し、ナックルアーム14がキングピン15まわりに回転して、操舵輪16の方向が変化する。電動パワーステアリング装置2は、たとえば、ラック11の途中部に関連して設けられた三相ブラシレスモータMを有している。モータMは、車両に固定されたケース21を備えており、このケース21内には、ラック11を取り囲むようにロータ22が配置され、さらに、ロータ22を取り囲むようにステータ23が配置されている。

【0018】ロータ22の一端部には、ボールナット31が連結されている。このボールナット31は、ラック11の途中部に形成されたねじ軸部32に複数個のボールを介して螺合していて、これによりボールねじ機構30が形成されている。また、ボールナット31とモータMのケース21との間には、軸受け33、34が介装されており、ケース21とロータ22の他端部付近との間には、軸受け35が介装されている。この構成により、モータMへの通電が行われて、ロータ22にトルクが与

えられると、その与えられたトルクは、ロータ22に連結されたボールナット31に伝達される。ボールナット31に伝達されたトルクは、ボールねじ機構30によってラック11の車幅方向への駆動力に変換される。こうして、モータMから発生するトルクがステアリング機構1に与えられる。

【0019】モータMは、コントローラCによってフィードバック制御されるようになっている。すなわち、コントローラCには、モータMに流れる電流(U 相電流 i_{ua} 、 V 相電流 i_{va})を検出するモータ電流検出回路41および車速 V を検出する車速センサ42の出力信号が入力されている。また、操舵トルク T を検出するトルクセンサ43の出力信号が位相補償回路44を介して入力されている。この位相補償回路44は、トルクセンサ43の出力信号の位相を進めて、制御系を安定化させるための回路である。コントローラCにはさらに、レゾルバRの出力信号に基づいてロータ角度 θ_r を検出するロータ角度検出回路45の出力信号が入力されている。ロータ角度 θ_r は、モータMの U 相電機子巻線の位置を基準とするロータ(界磁)の角度である。コントローラCは、車速センサ42および位相補償回路44の出力信号に基づいてモータMの電流指令値を設定し、さらに、この電流指令値とモータ電流検出回路41の出力信号とに基づいて電圧指令値を設定し、この電圧指令値をモータドライバ50に与える。これにより、モータドライバ50からモータMに適切な電圧が印加され、モータMから操舵補助に必要十分なトルクが発生する。

【0020】図2は、コントローラCの機能構成を説明するためのブロック図である。コントローラCは、たとえばCPU、RAMおよびROMを含むマイクロコンピュータを備えていて、図2に二点鎖線で示す枠内の各機能手段は、たとえば、CPUがROM内に記憶されているプログラムを実行することにより実現されるようになっている。コントローラCは、車速センサ42の出力信号 V および位相補償回路44の出力信号に基づいて目標電流値を演算する目標電流演算部61を備えている。この目標電流演算部61が出力する目標電流値は、加算部62および指示電流方向判定部63に入力されるようになっている。指示電流方向判定部63は、目標電流演算部61から入力される目標電流値の符号を判定し、その判定結果を収斂性補正部64に与える。目標電流値は、たとえば、右方向操舵に対する補助力(右方向トルク)をモータMから発生させる場合に正の符号をとり、左方向操舵に対する補助力(左方向トルク)をモータMから発生させる場合に負の符号をとる。

【0021】収斂性補正部64には、指示電流方向判定部63の判定結果の他に、車速センサ42の出力信号 V と、ロータ角度検出回路45で検出されたロータ角度 θ_r に基づいてロータ角速度 ω_r を演算するロータ角速度演算部65の出力信号とが入力されている。これらの入

力信号に基づき、収斂性補正部64は、ハンドルの収斂性を向上させるための収斂性補正値を演算し、その収斂性補正値を加算部62に与える。加算部62では、目標電流演算部61から入力される目標電流値と収斂性補正部64から入力される収斂性補正値が足し合わされ、これにより、モータMのU相、V相およびW相に与えるべき電流（正弦波電流）の振幅を表す電流指令値 I_a^* が設定される。

【0022】加算部62で設定された電流指令値 I_a^* は、q軸電流指令値演算部66に与えられる。このq軸電流指令値演算部66は、電流指令値 I_a^* に基づい

$$[c] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_{re} & \cos(\theta_{re} - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_{re} - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin \theta_{re} & -\sin(\theta_{re} - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_{re} - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \dots\dots (1)$$

【0025】であるから、電流指令値 I_a^* を三相分相処理して得られるU相電流指令値を i_{ua}^* とし、V相電流指令値を i_{va}^* とし、W相電流指令値を i_{wa}^* とすると、d-q座標系のd軸電流指令値 i_{da}^* およびq軸電流指

て、d-q座標系におけるq軸電流指令値 i_{qa}^* を演算により求める。d-q座標系は、モータMのロータ（永久磁石）と同期して回転するd軸およびq軸からなる回転直交座標系である。図3に示すように、d軸は、ロータが形成する磁束の方向に沿った軸であり、q軸は、モータMが発生するトルク方向に沿った軸である。

【0023】ここで、三相交流座標をd-q座標に変換するための変換行列 $[c]$ は、

【0024】

【数1】

令値 i_{qa}^* は、下記第(2)式で表される。

【0026】

【数2】

$$\begin{bmatrix} i_{da}^* \\ i_{qa}^* \end{bmatrix} = [c] \begin{bmatrix} i_{ua}^* \\ i_{va}^* \\ i_{wa}^* \end{bmatrix} \\ = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_{re} & \cos(\theta_{re} - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_{re} - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin \theta_{re} & -\sin(\theta_{re} - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_{re} - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ua}^* \\ i_{va}^* \\ i_{wa}^* \end{bmatrix} \dots\dots (2)$$

【0027】また、U相電流指令値 i_{ua}^* 、V相電流指令値 i_{va}^* およびW相電流指令値 i_{wa}^* は、それぞれ下記第(3)、(4)、(5)式で表される。

$$i_{ua}^* = I_a^* \sin \theta_{re} \dots\dots (3)$$

$$i_{va}^* = I_a^* \sin(\theta_{re} - \frac{2\pi}{3}) \dots\dots (4)$$

$$i_{wa}^* = I_a^* \sin(\theta_{re} - \frac{4\pi}{3}) \dots\dots (5)$$

【0029】そして、これらの第(3)、(4)、(5)式を上記第(2)式に代入して整理すると、d軸電流指令値 i_{da}^* およびq軸電流指令値 i_{qa}^* は、下記第(6)式のように表すことができる。

【0030】

【数4】

【0028】

【数3】

$$\begin{bmatrix} i_{da}^* \\ i_{qa}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ -\sqrt{\frac{3}{2}} I_a^* \end{bmatrix} \dots\dots (6)$$

【0031】したがって、q軸電流指令値演算部66は、次の第(7)式に従ってq軸電流指令値 i_{qa}^* を算出する。

【0032】

【数5】

$$i_{qa}^* = -\sqrt{\frac{3}{2}} I_a^* \quad \dots\dots (7)$$

【0033】q軸電流指令値演算部66によって算出されたq軸電流指令値 i_{qa}^* は、減算部67qに入力されるようになっている。この減算部67qには、モータ電流検出回路41が検出するU相電流 i_{ua} およびV相電流 i_{va} を三相交流／d-q座標変換して求められるq軸電流 i_{qa} が入力されている。すなわち、モータ電流検出回路41には、モータMのU相に実際に流れる電流である

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} i_{da} \\ i_{qa} \end{bmatrix} &= [c] \begin{bmatrix} i_{ua} \\ i_{va} \\ i_{wa} \end{bmatrix} \\ &= \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_{re} & \cos(\theta_{re} - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_{re} - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin \theta_{re} & -\sin(\theta_{re} - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_{re} - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ua} \\ i_{va} \\ i_{wa} \end{bmatrix} \end{aligned}$$

($i_{wa} = -i_{ua} - i_{va}$ を代入して整理すると、)

$$= \sqrt{2} \begin{bmatrix} -\sin(\theta_{re} - \frac{2\pi}{3}) & \sin \theta_{re} \\ -\cos(\theta_{re} - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta_{re} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ua} \\ i_{va} \end{bmatrix} \quad \dots\dots (8)$$

【0035】そして、三相交流／d-q座標変換部68は、三相交流／d-q座標変換により得られたq軸電流 i_{qa} を減算部67qに与える。したがって、減算部67qからは、q軸電流 i_{qa} のq軸電流指令値 i_{qa}^* に対する偏差が出力されることになる。一方、上記第(6)式から、d軸電流指令値 i_{da}^* は、電流指令値 I_a^* にかかわらず零に設定することが好ましいことが理解できる。そこで、このd軸電流指令値 i_{da}^* は常に零に設定され、この「d軸電流指令値 $i_{da}^* = 0$ 」は減算部67dに入力されるようになっている。そして、減算部67dには、三相交流／d-q座標変換部68において上記第(8)式に従い、U相電流 i_{ua} およびV相電流 i_{va} を三相交流／d-q座標変換して得られるd軸電流 i_{da} が入力されている。これにより、減算部67dは、d軸電流 i_{da} のd軸電流指令値 i_{da}^* に対する偏差を出力することになる。

U相電流 i_{ua} を検出するためのU相電流検出回路41uと、モータMのV相に実際に流れる電流であるV相電流 i_{va} を検出するためのV相電流検出回路41vとが含まれている。これらのU相電流検出回路41uおよびV相電流検出回路41vの出力信号は、三相交流／d-q座標変換部68に入力されており、三相交流／d-q座標変換部68は、下記第(8)式に従って、U相電流 i_{ua} およびV相電流 i_{va} をd-q座標系の値に変換する。

【0034】

【数6】

i_{da} のd軸電流指令値 i_{da}^* に対する偏差を出力することになる。

【0036】減算部67d、67qから出力される偏差は、それぞれd軸電流PI（比例積分）制御部69dおよびq軸電流PI制御部69qに与えられる。PI制御部69d、69qは、それぞれ、減算部67d、67qから入力される偏差に基づいてPI演算を行い、これによりd軸電圧基本値 V_{da}^* およびq軸電圧基本値 V_{qa}^* を求める。ここで、d-q座標系で表すモータMの回路方程式は、下記第(9)式で表されることが知られている。

【0037】

【数7】

$$\begin{bmatrix} V_{da} \\ V_{qa} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a + P L_a & -\omega_{re} L_a \\ \omega_{re} L_a & R_a + P L_a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{da} \\ i_{qa} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_{re} \Phi_{fa} \end{bmatrix} \quad \dots\dots (9)$$

ただし、 V_{da} : d 軸電圧

V_{qa} : q 軸電圧

R_a : 電機子巻線抵抗

P : 微分演算子 (d/dt)

L_a : 電機子巻線の自己インダクタンス

Φ_{fa} : d-q 座標系における電機子巻線鎖交磁束数の最大値

【0038】この第(9)式を展開して整理すると、下記 第(10)式および第(11)式を得ることができる。

$$V_{da} = (R_a + P L_a) i_{da} - \omega_{re} L_a i_{qa} \quad (10)$$

$$V_{qa} = (R_a + P L_a) i_{qa} + \omega_{re} (L_a i_{da} + \Phi_{fa}) \quad (11)$$

上記第(10)式の第2項「 $-\omega_{re} L_a i_{qa}$ 」および上記第(11)式の第2項「 $\omega_{re} (L_a i_{da} + \Phi_{fa})$ 」は、ロータが形成する磁束と電機子巻線を通る電流が形成する磁束により生じる速度起電圧である。上記第(10)式および第(11)式から、速度起電圧「 $-\omega_{re} L_a i_{qa}$ 」および「 $\omega_{re} (L_a i_{da} + \Phi_{fa})$ 」は、それぞれd軸電圧 V_{da} およびq軸電圧 V_{qa} に影響を及ぼすことが判る。したがって、d軸電圧基本値 V_{da}^* およびq軸電圧基本値 V_{qa}^* に基づいてモータMを制御した場合、モータ電流検出回路41の出力信号を三相交流/d-q座標変換して得られるd軸電流 i_{da} およびq軸電流 i_{qa} は、それぞれd軸電流指令値 i_{da}^* およびq軸電流指令値 i_{qa}^* と良好に一致しない。

【0039】そこで、この実施形態では、ロータ角速度演算部65から出力されるロータ角速度 ω_{re} 、ならびに三相交流/d-q座標変換部68から出力されるd軸電流 i_{da} およびq軸電流 i_{qa} に基づいて、速度起電圧「 $-\omega_{re} L_a i_{qa}$ 」および「 $\omega_{re} (L_a i_{da} + \Phi_{fa})$ 」の影響を排除するための非干渉化制御が行われる。すなわち、ロータ角速度演算部65から出力されるロータ角速度 ω_{re} 、ならびに三相交流/d-q座標変換部68から出力されるd軸電流 i_{da} およびq軸電流 i_{qa} が、非干渉化

制御部70に入力されるようになっており、この非干渉化制御部70によって、速度起電圧「 $-\omega_{re} L_a i_{qa}$ 」および「 $\omega_{re} (L_a i_{da} + \Phi_{fa})$ 」が演算される。そして、この速度起電圧「 $-\omega_{re} L_a i_{qa}$ 」および「 $\omega_{re} (L_a i_{da} + \Phi_{fa})$ 」が、それぞれ、加算部71d、71qにおいてd軸電圧基本値 V_{da}^* およびq軸電圧基本値 V_{qa}^* と足し合わされ、その演算結果がd軸電圧指令値 V_{da}^* およびq軸電圧指令値 V_{qa}^* とされる。

【0040】d軸電圧指令値 V_{da}^* およびq軸電圧指令値 V_{qa}^* は、d-q/三相交流座標変換部72に入力されるようになっている。このd-q/三相交流座標変換部72にはまた、ロータ角度検出回路45で検出されるロータ角度 θ_{re} が入力されており、d-q/三相交流座標変換部72は、下記第(12)式に従って、d軸電圧指令値 V_{da}^* およびq軸電圧指令値 V_{qa}^* を三相交流座標系の指令値 V_{ua}^* 、 V_{va}^* に変換する。そして、その得られたU相電圧指令値 V_{ua}^* およびV相電圧指令値 V_{va}^* を、モータドライバ50に備えられた3相PWM変調部51に入力する。

【0041】

【数8】

$$\begin{bmatrix} V_{ua}^* \\ V_{va}^* \\ V_{wa}^* \end{bmatrix} = [c]^{-1} \begin{bmatrix} V_{da}^* \\ V_{qa}^* \end{bmatrix}$$

$$= \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_{re} & -\sin \theta_{re} \\ \cos (\theta_{re} - \frac{2\pi}{3}) & -\sin (\theta_{re} - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos (\theta_{re} - \frac{4\pi}{3}) & -\sin (\theta_{re} - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{da}^* \\ V_{qa}^* \end{bmatrix} \quad \dots\dots (12)$$

【0042】ただし、W相電圧指令値 V_{wa}^* は、d-q/三相交流座標変換部72では算出されず、d-q/三

相交流座標変換部72で算出されたU相電圧指令値 V_{ua}^* およびV相電圧指令値 V_{va}^* に基づいて、W相電圧指令

値算出部73において算出される。すなわち、W相電圧指令値算出部73には、 $d-q$ /三相交流座標変換部72からU相電圧指令値 V_{ua}^* およびV相電圧指令値 V_{va}^* が入力されており、W相電圧指令値算出部73は、零からU相電圧指令値 V_{ua}^* およびV相電圧指令値 V_{va}^* を減算することによりW相電圧指令値 V_{wa}^* を求める。

【0043】なお、このようにW相電圧指令値 V_{wa}^* を $d-q$ /三相交流座標変換部72で算出せずに、W相電圧指令値算出部73で算出するのは、上記第(12)式に従った演算を行うことによるCPUへの負担を避けるためである。したがって、CPUの演算速度が十分である場合には、 $d-q$ /三相交流座標変換部72でW相電圧指令値 V_{wa}^* を算出するようにしてもよい。W相電圧指令値算出部73で算出されたW相電圧指令値 V_{wa}^* は、U相電圧指令値 V_{ua}^* およびV相電圧指令値 V_{va}^* と同様に3相PWM変調部51に与えられる。3相PWM変調部51は、それぞれU相電圧指令値 V_{ua}^* 、V相電圧指令値 V_{va}^* およびW相電圧指令値 V_{wa}^* に対応したPWM信号 S_u 、 S_v 、 S_w を作成し、その作成したPWM信号 S_u 、 S_v 、 S_w をパワー回路52に向けて出力する。これにより、パワー回路52からモータMのU相、V相およびW相に、それぞれPWM信号 S_u 、 S_v 、 S_w に応じた電圧 V_{ua} 、 V_{va} 、 V_{wa} が印加され、モータMから操舵補助に必要なトルクが発生される。

【0044】以上のようにこの実施形態によれば、車速Vや操舵トルクTなどに応じて設定された電流指令値 I_a^* に基づいて、 $d-q$ 座標系のd軸電流指令値 i_{da}^* およびq軸電流指令値 i_{qa}^* が設定され、その設定されたd軸電流指令値 i_{da}^* およびq軸電流指令値 i_{qa}^* に基づいてモータMが制御されるようになっている。d軸電流指令値 i_{da}^* およびq軸電流指令値 i_{qa}^* は、上記第(6)式から理解できるようにロータ角度 θ_{re} とは無関係である。したがって、三相交流座標系の電流指令値に基づいてモータMを制御する従来装置とは異なり、モータMの出力トルクが、電流指令値とモータMに実際に流れる電流との位相ずれのためにダウンするといったことがない。ゆえに、従来と比較して、操舵補助の応答性やハンドルの収斂性の向上を図ることができ、操舵フィーリングを格段に向上できる。

【0045】さらに、この実施形態では、ロータが形成する磁束と電機子巻線を流れる電流が形成する磁束によりモータMに生じる速度起電圧が演算され、この速度起電圧を考慮してd軸電圧指令値 V_{da}^* およびq軸電圧指令値 V_{qa}^* が設定される（非干渉化制御）。これにより、速度起電圧の影響によるモータMの出力ダウンを回避でき、操舵フィーリングのさらなる向上を図ることができる。また、この実施形態では、オフセットなどの異常が生じているか否かを判断するための異常判断部74が備えられており、この異常判断部74は、三相交流/ $d-q$ 座標変換部68から出力されるd軸電流 i_{da} およ

びq軸電流 i_{qa} に基づいて異常が生じているか否かを判断するようになっている。d軸電流 i_{da} およびq軸電流 i_{qa} は、U相電流 i_{ua} 、V相電流 i_{va} およびW相電流 i_{wa} の振幅を I_a とすると、下記第(13)式のように表すことができ、ロータ角度 θ_{re} とは無関係であることが理解できる。したがって、異常判断部74は、ロータ角度 θ_{re} と無関係にd軸電流 i_{da} およびq軸電流 i_{qa} を取得し、その取得したd軸電流 i_{da} およびq軸電流 i_{qa} に基づいて異常の有無を判断できる。また、モータMに流れる電流の実効値を演算する必要もない。

【0046】

【数9】

$$\begin{bmatrix} i_{da} \\ i_{qa} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ -\sqrt{\frac{3}{2}} I_a \end{bmatrix} \quad \dots\dots (13)$$

【0047】以上、この発明の一実施形態について説明したが、この発明は、他の形態で実施することも可能である。たとえば、上述の実施形態では、PI制御が適用された場合を例にあげたが、このPI制御に代えて、PID（比例積分微分）制御が適用されてもよい。その他、特許請求の範囲に記載された事項の範囲で種々の設計変更を施すことができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】この発明の一実施形態に係る電動パワーステアリング装置の構成を示すブロック図である。

【図2】コントローラ（モータ制御装置）の機能構成を説明するためのブロック図である。

【図3】 $d-q$ 座標系について説明するための図である。

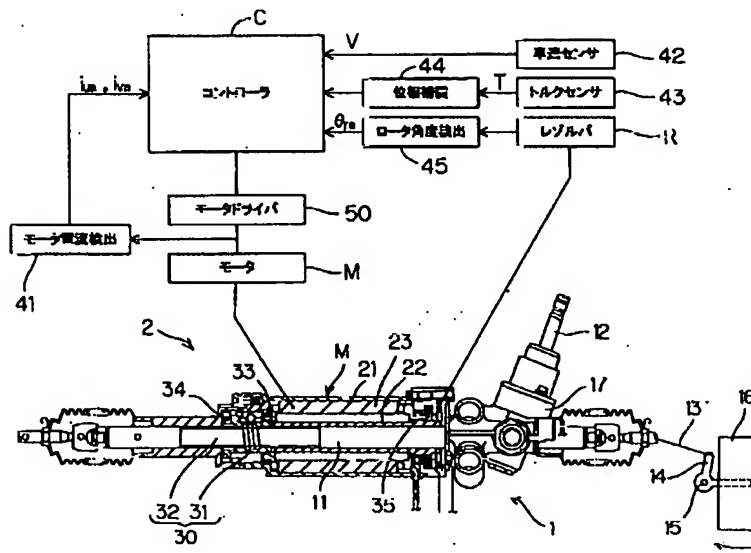
【図4】従来の電動パワーステアリング装置のためのモータ制御装置の要部構成を示すブロック図である。

【符号の説明】

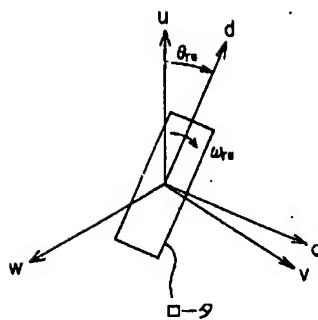
- 1 ステアリング機構
- 2 電動パワーステアリング装置
- 41 モータ電流検出回路（電流検出手段）
- 61 目標電流演算部（電流指令値設定手段）
- 62 加算部（電流指令値設定手段）
- 66 q軸電流指令値演算部（ $d-q$ 指令値設定手段）
- 67d 減算部（d軸偏差演算手段、電圧制御手段）
- 67q 減算部（q軸偏差演算手段、電圧制御手段）
- 68 三相交流/ $d-q$ 座標変換部（三相交流/ $d-q$ 座標変換手段）
- 69d d軸電流PI制御部（d軸電圧指令値設定手段、電圧制御手段）
- 69q q軸電流PI制御部（q軸電圧指令値設定手段、電圧制御手段）
- 70 非干渉化制御部（速度起電圧演算手段）
- 71d 加算部（d軸電圧指令値設定手段、電圧制御手

- | | | |
|------------------------------|-----|---------------------|
| 段) | 7 3 | W相電圧指令値算出部 (電圧制御手段) |
| 7 1 q 加算部 (q軸電圧指令値設定手段、電圧制御手 | 7 4 | 異常判断部 (異常判断手段) |
| 段) | C | コントローラ (モータ制御装置) |
| 7 2 d-q/三相交流座標変換部 (電圧制御手段) | M | 三相ブラシレスモータ (電動モータ) |

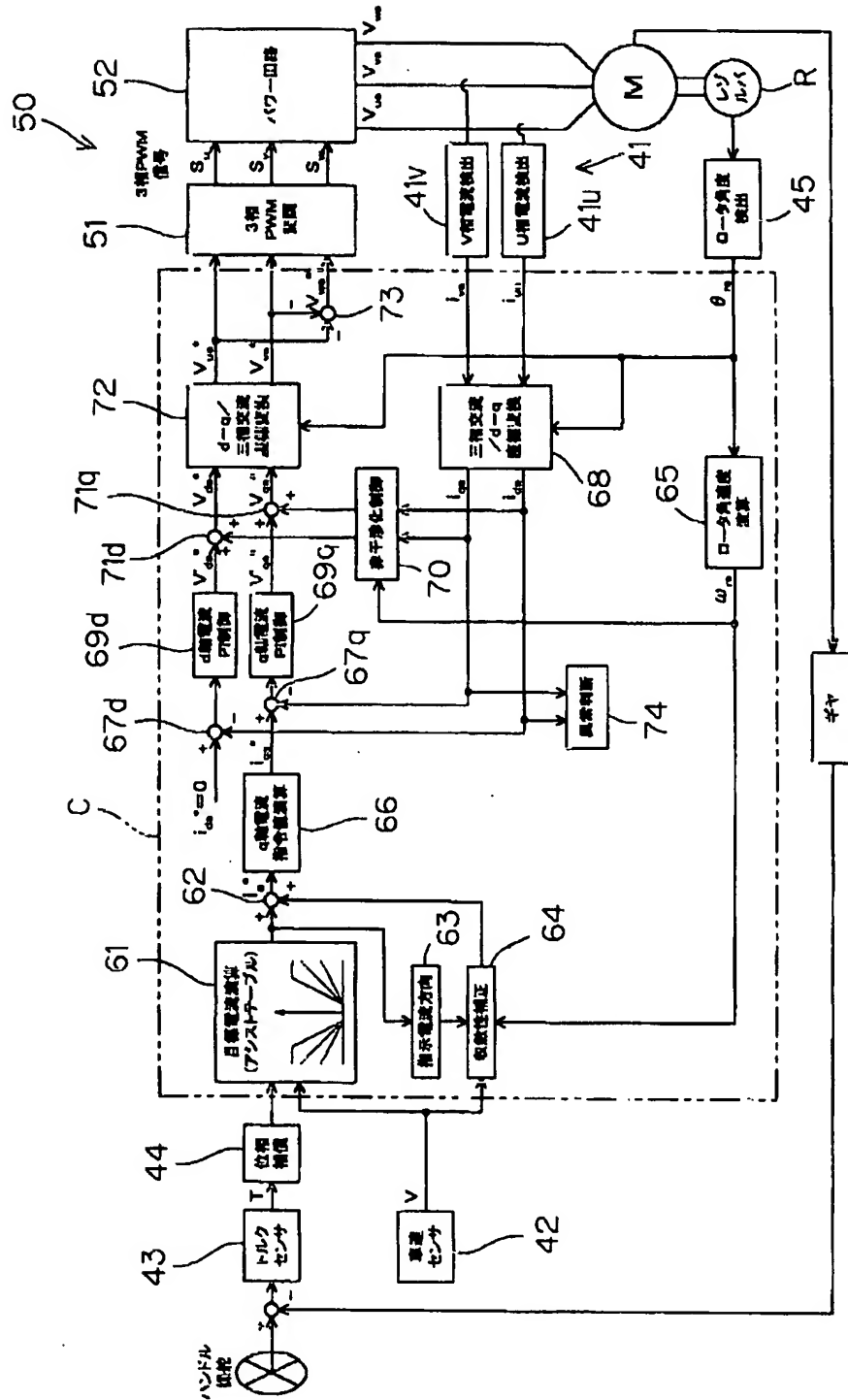
【図1】



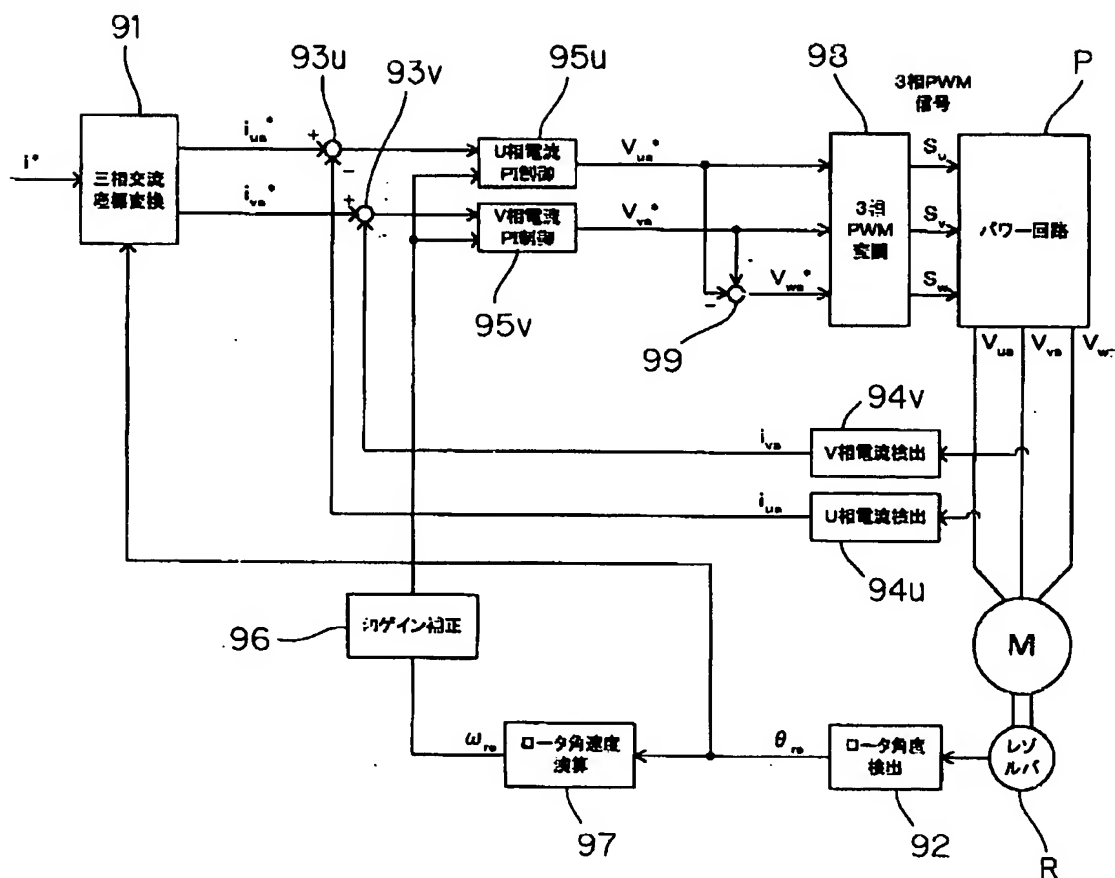
【図3】



【図2】



【図4】



フロントページの続き

Fターム(参考) 3D033 CA03 CA13 CA16 CA20 CA23
CA28 CA31
5H576 AA15 BB06 BB10 DD02 DD07
EE01 EE11 GG04 HB01 JJ03
JJ17 JJ23 JJ24 JJ25 KK06
LL12 LL22 LL38 LL41 LL55
LL58 LL60 PP01